

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)



**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung
einer Patentanmeldung**

REC'D 07 OCT 2003

WIPO PCT

102 43 141.8

Aktenzeichen:

Anmeldetag:

17. September 2002

Anmelder/Inhaber:

Siemens Aktiengesellschaft, München/DE

Bezeichnung:

Verfahren zur Übertragung von optischen Polari-
sationsmultiplexsignalen

IPC:

H 04 J 14/06

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 5. September 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Stanschus

BEST AVAILABLE COPY

Beschreibung

Verfahren zur Übertragung von optischen Polarisationsmultiplexsignalen

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Übertragung von optischen Polarisationsmultiplexsignalen nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

10

Bei optischen Wellenlängen-Multiplexsystemen sind Bitraten von 10 GBit/s je Kanal heute üblich. Entwickelt und als Muster realisiert wurden auch bereits 40 GBit/s-Systeme.

15

Diese sind allerdings technisch sehr aufwendig. Besondere Probleme bereiten hierbei Verzerrungen der übertragenen Signale, wie Polarisations-Moden-Dispersion (PMD) und chromatische Dispersion. Zu deren Kompensation werden einen Polarisationssteller und optische Kompensationseinrichtungen verwendet.

20

Aus der Nachrichtenübertragung sind zahlreiche Modulations- und Codierverfahren bekannt und es wurden zahlreiche Möglichkeiten untersucht, um geeignete Verfahren zu finden, die zu einer deutlichen Verbesserung der Übertragungseigenschaften bei optischen Systemen führen.

5

In „telcom report“ 1/88, Seiten 22 bis 25 ist ein Richtfunksystem beschrieben, das mittels geeigneter Antennen orthogonal polarisierte Signale überträgt. Durch unvollkommene technische Einrichtungen wie schlecht ausgerichtete Antennen und

30

Reflexionen kommt es zu Kreuzpolarisationsstörungen, bei denen ein Signal auf das andere eigentlich orthogonale Signal störend übergreift. Empfangsseitig werden die polarisierten Signale durch separate Antennen getrennt. Zur Beseitigung von Kreuzpolarisationsstörungen sind adaptive Zeitbereichs-

35

Entzerrer vorgesehen. Die Grundidee einer Depolarisationskompensation besteht nun darin, ein Kompensationssignale zu gewinnen und zum jeweiligen Hauptsig-

nal hinzuzufügen. Ein Frequenzversatz darf nicht auftreten und Zeitverschiebungen zwischen den Signalen müssen ausgeglichen werden. Die bei Richtfunk auftretende Änderung der Polarisation ist jedoch - verglichen mit einer optischen Übertragung über Fasern - gering. Hier kann jede beliebige Polarisierung auftreten.

10 Aufgabe der Erfindung ist es, bei einer optischen Datenübertragung eine Erhöhung der Übertragungskapazität zu erreichen, ohne dass erhöhte Bandbreiten-Anforderungen für optische und elektrische Systemkomponenten erforderlich sind.

Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren zur optischen Datenübertragung nach Anspruch 1 gelöst.

15 Vorteilhafte Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

20 Insbesondere ermöglicht die Kombination von vierstufiger Mehrphasenmodulation und Polarisations-Multiplex-Übertragung bei gleicher Bandbreite und unwesentlich vergrößertem Störabstand eine Vervierfachung der Datenrate. Es werden zwei orthogonal zueinander polarisierte Mehrphasensignale übertragen, wodurch eine minimale Beeinflussung gewährleistet ist.

25 Durch synchrone Übertragung der orthogonalen Mehrphasensignale wird die gegenseitige Beeinflussung weiter minimiert. Die Empfindlichkeit gegenüber PMD und chromatischer Dispersion bleibt gegenüber den bekannten Systemen mit niedrigerer Datenrate gleich oder vergrößert sich nur geringfügig.

30 Für die Kompensation von störenden Effekten gelten hierbei praktisch die Anforderungen eines herkömmlichen Systems mit einem Viertel der Datenrate.

35 Als besonders vorteilhaft erweist sich die Verwendung einer vierstufigen differentiellen Phasenmodulation. Bei dieser ist keine aufwendige kohärente Demodulation erforderlich.

Selbstverständlich kann das System auch genutzt werden, um mehrere Datensignale mit niedrigerer parallel zu übertragen. Bei gleichen Datenraten ist eine synchrone Übertragung vorteilhaft, da sich die polarisierten Signale am wenigsten gegenseitig beeinflussen.

Ein wesentlicher Vorteil der Erfindung ist durch eine spezielle Ausgestaltung des Verfahrens auf der Empfangsseite bzw. des Empfängers gegeben. Hierbei wird kein Polarisationssteller mehr benötigt. Ein wesentlicher Bestandteil des Empfängers ist jetzt ein mehrdimensionales Filter, das den Polarisationssteller überflüssig macht und zusätzlich eine Kompensation der Signalverzerrungen ermöglicht.

Bei einem mehrdimensionalen elektrischem Filter muss die Umsetzung der orthogonal polarisierten Signalteile in komplexe elektrische Signale linear erfolgen. So kann ebenfalls eine Entzerrung von PMD und chromatischer Dispersion in der elektrischen Ebene erfolgen.

Bei Verwendung von Differenz-Mehrphasenmodulation ist keine kohärente Demodulation erforderlich. Eine vorteilhafte Ausgestaltung der Demodulatoren ermöglicht eine parallele Ausgabe von Datenbits.

In Abhängigkeit von der zur Verfügung stehenden Schaltungstechnik können wesentliche Teile des Empfängers einschließlich des mehrdimensionalen Filters und der Demodulatoren digital ausgeführt werden.

Eine Steuerung zur Festlegung der Filterkoeffizienten wird bereits jetzt digital ausgeführt.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden anhand von Figuren näher erläutert. Es zeigt:

- Figur 1 den Sendeteil eines Übertragungssystems zur Realisierung der Erfindung,
Figur 2 einen erfindungsgemäßen Empfangsteil,
Figur 3 ein Diagramm zur Erläuterung der Funktion des
5 Empfangsteils,
Figur 4 ein Prinzipschaltbild eines optoelektrischen Umsetzer,
Figur 5 ein Prinzipschaltbild eines komplexen Filters zur Erläuterung der Funktion,
10 Figur 6 ein Prinzipschaltbild eines vierdimensionalen Filters,
Figur 7 ein Prinzipschaltbild eines Demodulators,
Figur 8 ein Diagramm zur Erläuterung der Funktion,
Figur 9 ein Prinzipschaltbild eines Signalkomponenten ver-
15 arbeitenden Demodulators,
Figur 10 eine erste Anordnung zur Ermittlung der Filterkoeffizienten,
Figur 11 eine zweite Anordnung zur Ermittlung der Filterkoeffizienten und
20 Figur 12 ein weitgehend digitalisierten Empfangsteil.

Figur 1 zeigt ein Ausführungsbeispiel für den Sendeteil eines Übertragungssystems zur Realisierung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

25

Ein Datensignal DS wird in einem Seriell-Parallel-Umsetzer 1 in vier parallele Binärsignale A, B, C und D umgesetzt. Ebenso können vier synchrone Datenströme übertragen werden. Jeweils zwei Datenströme, A, B und C, D werden einem DQPSK-
30 Precoder 2 bzw. 3 (Differenz-Quadratur-Phase-Shift-Keying) zugeführt. Dieser berücksichtigt das vorhergehende und das aktuelle Bitpaar und setzt die Unterschiede zwischen den Bitpaaren in vier mögliche Phasenänderungen von 0, 90, 180 und 270° um. Die Modulatoren 4 und 5 zeigen lediglich mögliche
35 Ausführungsbeispiele. Bei jedem Modulator wird sein oberer Zweig, der eine Phasenlage 0 oder 180° generiert, aktiviert und der untere Zweig, mit dem eine Phasenlage von 90 oder

270° eingestellt wird, zur Erzeugung eines Mehrphasen-Signals (QDPSK-Signals) E aktiviert. Das Resultat sind Phasenlagen von 45°, 135°, 225° und 315°. Entsprechend wird mit den Datenströmen C und D verfahren, die im unteren Modulator 5 in das QDPSK-Signals F umgesetzt werden. Zwei Polarisierungseinsteller 7 und 8 sorgen dafür, dass ein Ausgangssignal QPS1 eines Modulators 4 (zumindest nahezu) orthogonal zum Ausgangssignal QPS2 des anderen Modulators 5 polarisiert ist. Die so polarisierten Mehrphasen-Signale QPS1 und QPS2 werden in einem Polarisationsstrahlkombinierer 9 zu einem Polarisations-Multiplexsignal PMS zusammengefasst, das über eine Übertragungsfaser 10 ausgesendet wird.

In Figur 2 ist das Prinzipschaltbild eines Empfangsteils zur Realisierung des erfindungsgemäßen Verfahrens dargestellt.

Zunächst soll die prinzipielle Funktion des gesamten Empfangsteils kurz beschrieben werden. Dann werden die einzelnen Elemente - soweit erforderlich - näher beschrieben.

Das empfangene Polarisations-Multiplex-Signal PMS wird einem Polarisationssteiler 11 zugeführt, der es in zwei orthogonal polarisierte Signale PS1 und PS2 aufteilt. Der erste polarisierte Signalteil PS1 wird einem ersten optoelektrischen Umsetzer 14 zugeführt; der zweite polarisierte Signalteil PS2 einem gleich aufgebauten zweiten optoelektrischen Umsetzer 15.

Die polarisierten Signale PS1 und PS2 werden jeweils in orthogonale Komponenten I_1 , Q_1 bzw. I_2 , Q_2 umgesetzt und einem mehrdimensionalen Filter 16 zugeführt. Dieses kombiniert Anteile der polarisierten Komponenten wieder zu rekonstruierten Signalen $I_{11} + jQ_{11}$ bzw. $I_{21} + jQ_{21}$, die den optischen Signalen QPS1; QPS2 entsprechen. Die rekonstruierten Signale $I_{11} + jQ_{11}$ bzw. $I_{21} + jQ_{21}$ werden unter Verwendung ihrer orthogonalen Signalkomponenten I_{11} und Q_{11} bzw. I_{21} und Q_{21} in den Demodulatoren 17 und 18 demoduliert und in Entscheiderstufen 19 -

22 in empfangsseitige Binärsignale A_E , B_E , C_E und D_E rückumgesetzt. Eine Steuerung 23 steuert das Filter 16 und die Erzeugung der empfangsseitig benötigten Taktsignale.

5 Bei der Aufteilung des empfangenen Polarisations-Multiplex-Signals PMS ist nach Figur 2 kein Polarisationssteller vorgesehen. Hierdurch ist aber die Polarisation am Eingang des Polarisationssteilers 11 beliebig, und der erste polarisierte Signalteil PS1 wird nur in einem sehr seltenen Sonderfall mit
10 dem ersten Mehrphasensignal QPS1 übereinstimmen, bei dem auch der zweite polarisierte Signalteil PS2 mit dem zweiten Mehrphasensignal QPS2 übereinstimmt. Meist werden Signalteile PS1 und PS2 Anteile beider Mehrphasensignale QPS1 und QPS2 enthalten, die dann sowohl dem oberen optoelektrischen Umsetzer
15 14 als auch dem unteren optoelektrischen Umsetzer 15 zugeführt werden.

Prinzipiell können empfangsseitig optische oder elektrische Signale verarbeitet werden. Ebenso ist nach den Umsetzern
20 auch eine Digitalisierung und digitale Verarbeitung möglich.

Das Diagramm Figur 3 zeigt in seinen linken Teil Signale am Eingang und an den Ausgängen des Polarisationssteilers 11. Die Polarisations Ebenen sind mit s = senkrecht und w = waagrecht
25 bezeichnet. Am Eingang des Polarisationssteilers liegt bei beliebiger Polarisation das Polarisationsmultiplexsignal PMS mit seinen beiden orthogonal polarisierten Mehrphasensignalen QPS1 und QPS2 an. Jedes Signal QPS1 und QPS2 wird durch den Polarisationssteiler 11 jeweils in einen ersten "senkrechten"
30 Signalanteil PS1₁ und in einen zweiten "waagerechten" Signalanteil QS1₁ bzw. PS1₂ und QS1₂ aufgeteilt. Die senkrechten Komponenten bilden den polarisierten Signalteil PS1 und die waagerechten den polarisierten Signalteil PS2. Jeder Signalteil beinhaltet also Anteile beider Mehrphasensignale QPS1
35 und QPS2. Der "senkrecht" polarisierte Signalteil PS1 liegt am Eingang des oberen optoelektrischen Umsetzers 14 an, und

der "waagrecht" polarisierte Signalteil PS2 liegt am Eingang des unteren optoelektrischen Umsetzers 15 an (Figur 2).

Die prinzipielle Funktion dieses optoelektrischen (o/e) Umsetzer besteht darin, die polarisierten Teilsignale linear in ein komplexes elektrisches Signal umzusetzen. Die realisierten Umsetzer geben jeweils zwei orthogonale Komponenten I_1 und Q_1 bzw. I_2 und Q_2 ab (Q - Imaginärteil bei komplexer Darstellung). Die orthogonalen Komponenten können einfacher weiterverarbeitet werden. Das „komplexe“ Ausgangssignal $I_1 + jQ_1$ des optoelektrischen Umsetzers 14 ist in im rechten Teil der Figur 3 dargestellt (r = reelle, j = imaginäre Achse).

Gleichzeitig mit der Umsetzung in ein elektrisches Signal erfolgt zweckmäßigerweise eine Transformation ins Basisband des den Träger modulierenden Signals. Anders ausgedrückt: das optische Signal wird aus dem optischen Bereich linear in die komplexe Basisbandebene transformiert; die anschließend stattfindende elektrische Signalverarbeitung ist dann äquivalent zu einer Verarbeitung des optischen Signals. Zur Umsetzung wird ein Signal $L\lambda_E$ eines empfangsseitigen Trägerfrequenz-Generators (Lasers) verwendet.

In Figur 4 ist ein Beispiel für einen optoelektrischen Umsetzer 14, 15 dargestellt. Jedem Umsetzer wird zur optoelektrischen Umsetzung außer dem polarisierten Signalteil PS1 bzw. PS2 jeweils noch ein gleich polarisiertes empfangsseitiges Trägerfrequenz-Signal $L\lambda_{ES}$ bzw. $L\lambda_{EW}$ zugeführt, das in diesem Ausführungsbeispiel zumindest näherungsweise die Frequenz des Trägersignals $L\lambda_0$ aufweist. Jeder Umsetzer enthält Splitter 35, 36 zur Aufteilung der Eingangssignale, ein Phasenschieber-Glied 26, zwei Addierer 27, 28, Fotodioden 29, 30 und Tiefpässe 31, 32.

Betrachtet man den oberen Umsetzer 14, so wird als Eingangssignal der polarisierte Signalteil PS1 über den Splitter beiden Addierern 27 und 28 zugeführt. Das Lasersignal $L\lambda_{ES}$

wird ebenfalls in zwei Teilsignale aufgeteilt, davon wird ein Teil direkt zu dem Signal PS1 im ersten Addierer 27 hinzuaddiert. Im zweiten Addierer 28 wird dagegen ein um 90°

- 5 phasenverschobenes Signal $L\lambda_{ES90}$ hinzuaddiert. Die Summensignale werden jeweils durch die Fotodioden in elektrische Signale umgesetzt, was einer Quadrierung nach Formel (1) entspricht:

$$(1) \quad (S1 + L\lambda_{ES})^2 = S_1^2 + 2S1 \times L\lambda_{ES} + (L\lambda_{ES})^2$$

10

Die Signale S1 und $L\lambda_{OES}$ bzw. $L\lambda_{ES90}$ sind in ihrer allgemeinen Form in den Gleichungen

$$(2) \quad S1 = A(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_A(t)) \text{ und}$$

$$15 \quad (3) \quad L\lambda_{ES} = B(t) \sin(\omega_E t + \varphi_{ES}(t)) \text{ bzw.}$$

$$(4) \quad L\lambda_{ES90} = B(t) \sin(\omega_{E90} t + \varphi_{ES90}(t))$$

$$(5) \quad (S1 + L\lambda_{ES90})^2 = S_1^2 + 2S1 \times L\lambda_{ES90} + (L\lambda_{ES90})^2$$

angegeben.

- 20 Der erste und der letzte Term der ausmultiplizierten Summe nach Formel 1 enthalten hochfrequente Schwingungen, die durch den Tiefpass entfernt werden. Der mittlere Term beinhaltet einen Signalanteil, der in eine tiefere Frequenzlage transformiert wurde. Dieser Signalanteil wird als elektrische
- 25 Komponente I_1 herausgefiltert. Entsprechend wird mit dem um 90° phasenverschobenen Signal $L\lambda_{ES90}$ die untere elektrische Komponente Q_1 gewonnen.

- Im bevorzugten Ausführungsbeispiel weist das empfangsseitige
- 30 Trägerfrequenzsignal $L\lambda_E$ die Frequenz des Trägers auf, so dass die Transformation in das Basisband erfolgt. Wenn lediglich die Frequenz des gesteuerten Trägerfrequenz-Oszillators
- 12 aber nicht dessen Phase geregelt wird, ändert sich bei einem endlichen Regelfehler die Phase zwischen dem Träger des
- 35 Eingangssignals, des Signalteils PS1, und $L\lambda_{ES}$ des optoelektrischen Umsetzers. Dadurch ändert sich bei dem komplexen Ausgangssignal $I_1 + jQ_1$ ebenfalls die Phase und es erfährt

eine langsame Rotation. Entsprechend ändern sich auch die Amplituden der Komponenten I_1 , Q_1 . Als Folge rotieren dann auch die komplexen Ausgangssignale $I_{11} + jQ_{11}$ und $I_{21} + jQ_{21}$ des Filters um den Nullpunkt der komplexen Ebene.

5

Bei einer allerdings aufwändigeren kohärenten Demodulation, die Phasensynchronismus zwischen Trägerfrequenzsignal und einem empfangsseitigem erzeugten Trägerfrequenzsignal voraussetzt, weisen die Ausgangssignale I_1 , Q_1 und I_2 , Q_2 eine nur noch von der Polarisierung abhängige Orientierung auf. Da diese durch das Filter weitgehend kompensiert wird, bleiben die Winkel der rekonstruierten Signale $I_{11} + jQ_{11}$ und $I_{21} + jQ_{21}$ an den Filterausgängen weitgehend konstant.

10

15 Figur 5 zeigt eine vereinfachte komplexe Darstellung des Filters 16. Dieses Filter ermöglicht es, jedes Eingangssignal mit einem Filterkoeffizienten zu multiplizieren und an jeden Ausgang durchzuschalten, wobei die so erzeugten Signalanteile addiert werden. Da das Polarisationsmultiplexsignal PMS eine beliebige Polarisierung aufweisen kann, enthalten auch die polarisierten Teilsignale PS1 und PS2 sowohl Anteile des ersten Mehrphasensignals QPS1 als auch des zweiten Mehrphasensignals QPS2. Das steuerbare Filter 16 übernimmt die Aufgabe eines Polarisationsstellers, aus den entsprechenden elektrischen Signalkomponenten I_1 , Q_1 und I_2 , Q_2 die Mehrphasensignale QPS1 und QPS2 in der elektrischen Ebene zu rekonstruieren.

20

An den beiden Filtereingängen liegen jetzt zwei aus den elektrischen Signalkomponenten I_1 , Q_1 und I_2 , Q_2 gebildete komplexe Signale $I_1 + jQ_1$ und $I_2 + jQ_2$ an. Mittels einer Koeffizientenmatrix C_{11} , C_{12} , C_{21} , C_{22} und zwei Addierern 33, 34 werden das Ausgangssignal $I_{11} + jQ_{11}$, das dem ersten Quadratur-Phasensignal QPS1 entspricht, und das Ausgangssignal $I_{21} + jQ_{21}$, das dem zweiten Quadratur-Mehrphasensignal QPS2 entspricht, in elektrischer Form rekonstruiert. Die rekon-

30

35

struierten Signale $I_{11} + jQ_{11}$ und $I_{21} + jQ_{21}$ rotieren entsprechend den Eingangssignalen des Filters.

In Figur 6 ist ein Prinzipschaltbild eines Transversalfilters 5 16 zur Verarbeitung von orthogonalen elektrischen Komponenten dargestellt, mit dem die Mehrphasensignale QPS1 und QPS2 in der elektrischen Ebene zu rekonstruieren sind. Die elektrischen Komponenten I_1 , Q_1 bzw. I_2 , Q_2 werden dem mehrdimensionalen Filter 16 zugeführt. Da jeweils vier Signalkomponenten 10 zu verarbeiten und abzugeben sind, ist dies ein vierdimensionales Filter, das über vier Eingänge und vier Ausgänge verfügt.

Die Konstruktion des Filters ermöglicht es, sämtliche 15 Eingangssignale mit beliebigen Filterkoeffizienten zu multiplizieren und auf jeden der vier Ausgänge additiv durchzuschalten. Durch das verwendete "fractional spacing" können auch asynchrone Mehrphasensignale verarbeitet werden.

20 Die am Ausgang des Filters 16 abgegebenen orthogonalen rekonstruierten Signalkomponenten I_{11} , Q_{11} bzw. I_{21} , Q_{21} entsprechen jeweils - von der optoelektrischen Umsetzung und einer Rotation abgesehen - den Quadratur-Phasensignalen QPS1 bzw. QPS2.

25 Durch die lineare Umsetzung der optischen Signale ergibt sich ein weiterer Vorteil der Erfindung. Ebenso wie im optischen Bereich kann eine optimale Entzerrung erfolgen. Chromatische Dispersion und Polarisationsmodendispersion können bei einem entsprechend aufgebauten Filter 16 oder einem diesem nachge- 30 schalteten Filter weitgehend entzerrt werden. Zur Entzerrung können die bekannten Mess- und Regelungsverfahren eingesetzt werden, auf die hier aber nicht eingegangen werden soll.

Das rekonstruierte Signal $I_{11} + jQ_{11}$ bzw. dessen orthogonale 35 Signalkomponenten I_{11} , Q_{11} werden dem ersten Demodulator 17 zugeführt, während die rekonstruierten Signalkomponenten I_{21} , Q_{21} dem zweiten Demodulator 18 zugeführt werden.

Figur 7 zeigt ein vereinfachtes Prinzipschaltbild eines komplexen Demodulators. Dieser enthält ein Laufzeitglied 37 und eine damit in Serie angeordnete Rechenschaltung 38 zur Bildung des konjugiert komplexen Wertes sowie einen Multiplizierer 45. Die Demodulation beruht auf dem Prinzip der Vektormultiplikation zweier aufeinanderfolgender Symbole.

Der Demodulator multipliziert jeweils den aktuellen Signalwert $S_1 e^{j\phi_1}$ ($= I_{11} + jQ_{11}$) mit dem vorangegangenen komplex konjugierten Signalwert $S_0 e^{-j\phi_0}$, wodurch man als Resultat das Produkt $(S_1 \times S_0) e^{j(\phi_1 - \phi_0)}$ der Amplituden und die Differenz der Phasenwerte erhält. Die Phasenwerte können zwischen 0 und 270° schwanken, nehmen aber im Idealfall die Werte 0°, 90°, 180°, 270° an. Um eine Zerlegung in orthogonale Komponenten besser durchführen zu können, wird das Ergebnis um 45° durch Multiplikation mit $(1+j)$ gedreht. Der einzelnen Komponente ist dann jeweils ein Bit zugeordnet, das jeweils durch einen der separaten Schwellwertentscheider 19 - 22 festgelegt wird.

Das Diagramm in Figur 8 zeigt die Lagen des demodulierten Signals bei verschiedenen Bitkombinationen A, B. Eine aktuelle Bitkombination "11" ist mit durchgezogenen Linien dargestellt, die anderen Bitkombinationen 10, 01, 00 sind gestrichelt dargestellt. Man erkennt, dass die Schwellen der Entscheiderstufen 19 - 22 mit dem Achsenkreuz zusammenfallen.

Jeder dieser Demodulatoren liefert also unabhängig von der Lage der Eingangssignale unabhängige Ergebnisse, wobei die langsame Rotation der Eingangssignale vernachlässigt werden kann. Jeder Demodulator liefert bereits Komponenten I_{12} , Q_{12} bzw. I_{22} und Q_{22} der demodulierten Signale $I_{12} + jQ_{12}$ bzw. $I_{22} + jQ_{22}$. Jeweils zwei orthogonale Signalkomponenten entsprechen einer Bitkombination.

Figur 9 zeigt ein Prinzipschaltbild des Demodulators 17 zur Verarbeitung von orthogonalen Komponenten I_{11} bzw. Q_{11} , die

seinen Eingängen zugeführt werden. Die erforderlichen mathematischen Operationen werden für den realen und imaginären Signalanteil der aktuellen und der vorhergehenden orthogonalen Komponenten entsprechend der Darstellung durchgeführt.

- 5 Zwei Laufzeitglieder 46 und 47 speichern die vorhergehenden Signalkomponenten. Nach der Multiplikation der Komponenten in den Multiplikatoren M werden Summenwerte von den Addierern AD1 und AD2 und Differenzwerte von den Subtrahieren SUB1 und SUB2 gebildet, um die Komponenten I_{12} und Q_{12} des demodulierten Signals zu erhalten.
- 10

Darüber hinaus kann auch eine Information zur Taktregeneration gewonnen werden.

- 15 Die Entscheiderstufen 19 -22 ermöglichen nach Figur 2 direkt eine Umsetzung der demodulierten Signalkomponenten I_{12} , Q_{12} , I_{22} , Q_{22} in empfangsseitige Binärsignale A_E , B_E , C_E und D_E , die den sendeseitigen Binärsignalen A, B, C, D entsprechen.

- 20 Zur Ermittlung und Einstellung der Filterkoeffizienten ist die Steuerung 23 (COR- Korrelation; COM - Kompensation) vorgesehen. Diese weist außerdem einen Trägerfrequenz-Regler 24 auf, der den empfangsseitigen Trägerfrequenz-Oszillator 12 steuert. Außerdem enthält einen Entscheidertakt-Regenerator
- 25 25.

- Zur Ermittlung der Koeffizienten können verschiedene an sich bekannte Verfahren verwendet werden. Grundlage für den Adaptionsalgorithmus können die orthogonalen Signalkomponenten
- 30 I_{11} , Q_{11} , I_{21} , Q_{21} oder/und die demodulierten Signalkomponenten I_{12} , Q_{12} ; I_{22} , Q_{22} sein. Man geht hierbei von den bekannten Erwartungswerten aus, um Abweichungen von diesen Erwartungswerten, die Fehler, Fehler zu bestimmen. Diese Fehler werden durch Variieren der Filterkoeffizienten minimiert.

35

In Figur 10 ist eine Anordnung zur Gewinnung der Filterkoeffizienten basierend auf dem "minimum mean-square error"

(MMSE) dargestellt. Diese digital arbeitende Anordnung setzt zunächst mittels Analog-Digital Wandlern ADW die analogen Signalkomponenten $I_1, Q_1, I_2, Q_2, I_{11}, Q_{11}, I_{21}, Q_{21}$ in digitale Signale um. Dargestellt ist allerdings zur Vereinfachung nur der Filterteil zwischen dem Eingang des Filters, an dem die orthogonale Komponenten I_1 anliegen, und dem Ausgang, an dem die rekonstruierte Signalkomponenten I_{11} ausgegeben werden.

Die orthogonale Komponente I_1 wird durch Laufzeitglieder D mehrmals entsprechend den Laufzeitgliedern des mehrdimensionalen Filters 16 verzögert wird. Jeder Ausgang der Laufzeitglieder D ist mit jeweils einem Multiplizierer M verbunden. Den zweiten Eingängen der Multiplizierer wird ein Fehlersignal e_{11} zugeführt.

Dieses Fehlersignal und das der zugehörigen orthogonalen Komponente können aus Fehlersignalen e_{112} und e_{Q12} der demodulierten Signalkomponenten ermittelt werden. Durch Vergleich zwischen Soll- und Ist-Werten der demodulierten Signalkomponenten I_{12}, Q_{12} (bzw. I_{22}, Q_{22}) werden zunächst in Bewertungsschaltungen B die Fehler e_{112} und $j e_{Q12}$ ermittelt. Zur Regelung der Koeffizienten sind jedoch die Fehler der orthogonalen Signalkomponente I_{11}, Q_{11} bzw. I_{21}, Q_{21} erforderlich. Diese erhält man, indem die im Modulator durchgeführte Multiplikation mit dem vorhergehenden konjugiert komplexen Signalwert in einer Rechenschaltung CU rückgängig gemacht wird, d.h., dass nochmals mit dem vorhergehenden Signalwert multipliziert wird. Hierdurch ergibt sich die folgende Gleichung für den Fehler der Signalkomponenten I_{11}, Q_{11} bzw. I_{21}, Q_{21} :

$$(6) \quad e_{11} + j e_{Q11} = (e_{112} + j e_{Q12})(I_{11} + j Q_{11}),$$

hieraus erhält man für die Fehler der orthogonalen Signalkomponenten:

$$(7) \quad e_{11} + j e_{Q11} = e_{112} I_{11} - e_{Q12} Q_{11} + j(e_{Q12} I_{11} + e_{112} Q_{11}).$$

Aufgeteilt in Realteil (I) und Imaginärteil (Q) ergeben sich hiermit die Gleichungen für den Derotator

$$5 \quad (8) \quad e_{I11} = I_{11}e_{I12} - Q_{11}e_{Q12}$$

$$(9) \quad e_{Q11} = I_{11}e_{Q12} + Q_{11}e_{I12}$$

Die 45°-Drehung braucht bei diesen Betrachtungen nicht berücksichtigt zu werden. Die Fehler werden in den Multiplizierern M mit den verzögerten Signalwerten multipliziert und in Akkumulatoren integriert, bevor sie - ggf. nach einer Digital-Analog-Wandlung (in Digital-Analog-Wandlern) - die Koeffizienten C_{11} bestimmen.

15 In Figur 11 ist eine Variante zur Gewinnung der Filterkoeffizienten dargestellt, die als blinder MMSE-Algorithmus bezeichnet wird. Die Anordnung unterscheidet sich von der Darstellung in Figur 10 lediglich durch die Gewinnung der Fehlersignale. Dargestellt ist zur Vereinfachung wieder nur der Filterteil zwischen dem Eingang des Filters, an dem die orthogonalen Komponenten I_1 anliegen, und dem Ausgang, an dem die rekonstruierten Signalkomponenten I_{11} ausgegeben werden.

25 Durch Pseudo-Entscheider 39, 40, die direkt die rekonstruierten Signalwerte I_{11} , Q_{11} ; I_{21} , Q_{21} verwenden, werden die Fehlersignale e_{I11} und e_{Q11} usw. zur Optimierung der Filterkoeffizienten gewonnen.

30 Bei jedem Adaptionsalgorithmus ist auf geeignete Startbedingungen zu achten. Diese können durch bestimmte Bitkombinationen oder Signalcodierungen geschaffen werden, die zu Beginn einer Betriebsaufnahme oder während der Übertragung gesendet werden.

35 Figur 12 zeigt eine Variante mit einem weitgehend digital arbeitenden Empfangsteil. Unmittelbar nach den optoelektri-

schen Wandlern 14 und 15 erfolgt eine Analog-Digital-Umsetzung durch die Analog-Digital-Wandler 41-44. Die weitere Signalverarbeitung erfolgt digital mit Hilfe eines Taktsignals CL. Das Filter 16 und die Demodulatoren sind durch digital arbeitende Schaltungen D16, D17, D18 ersetzt. Diese Realisierung ist jetzt aber noch aufgrund der hohen Datenraten nicht wirtschaftlich.

Das steuerbare Filter 16 kann auch als optisches Filter ausgeführt werden. Ideal wäre es dann, wenn die Umsetzer ebenfalls rein optisch ausgeführt sind und ein amplitudenmoduliertes optisches Signal abgeben.

Die Steuerung kann über ihre bereits beschriebenen Funktionen hinaus die Signalqualität ermitteln. Hierfür sind zahlreiche Methoden bekannt, die beispielsweise auf unterschiedlichen Entschwellerschwellen zur Erstellung von Amplitudenhistogrammen fußen. Ebenso kann eine Fehlerkorrekturanrichtung relevante Aussagen liefern. Ursachen für eine schlechte Signalqualität sind häufig Signalverzerrungen durch die Übertragungsfaser wie chromatische Dispersion und Polarisationsmodendispersion. Da die optoelektrische Signalumsetzung linear erfolgte, kann ebenfalls eine gleichwertige elektrische Entzerrung erfolgen.

Auch diese erfolgt durch Koeffizientensteuerung des Filters 16.

Ergänzend soll nun darauf hingewiesen werden, dass ein entsprechend abgewandelter Empfangsteil ebenfalls bei anderen Modulationsarten eingesetzt werden kann.

Patentansprüche

1. Verfahren zur optischen Datenübertragung, bei dem mindestens ein erstes Binärsignal (A, B) in ein erstes optisches
5 Signal (QPS1) und mindestens ein zweites Binärsignal (D, C) in ein zweites hierzu orthogonal polarisiertes optisches Signal (QPS2) umgesetzt werden,
beide orthogonal polarisierte optischen Signale (QPS1, QPS2) zu einem zwei Polarisationsmultiplexsignal (PMS) zusammenge-
10 fügt und übertragen werden und
empfangsseitig das Polarisationsmultiplexsignal (PMS) in zwei orthogonal polarisierte Signalteile (PS1, PS2) aufgeteilt wird,
jedes polarisierte Signalteil (PS1; PS2) linear in ein kom-
15 plexes Signal ($I_1 + jQ_1$; $I_2 + jQ_2$) umgesetzt wird,
die komplexen Signale ($I_1 + jQ_1$; $I_2 + jQ_2$) einem mehrdimensionalen Filter (16) zugeführt werden, dessen Koeffizienten (C_{11}) so gesteuert werden, dass an den Filterausgängen unab-
hängig von der Polarisation des empfangenen Polarisationsmul-
20 tiplexsignals (PMS) rekonstruierte Signale ($I_{11} + jQ_{11}$; $I_{12} + jQ_{12}$) abgegeben werden, die den optischen Signalen (QPS1, QPS2) entsprechen, und
die rekonstruierten Signale ($I_{11} + jQ_{11}$; $I_{21} + jQ_{21}$) demoduliert und in empfangsseitige Binärsignale (A_E , B_E ; C_E , D_E)
25 umgesetzt werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
dass jeder polarisierte Signalteil (PS1; PS2) linear in ein
30 zwei orthogonale Komponenten (I_1 , Q_1 ; I_2 , Q_2) aufweisendes komplexes elektrisches Signal ($I_1 + jQ_1$; $I_2 + jQ_2$) umgesetzt wird,
dass dessen orthogonale Komponenten (I_1 , Q_1 ; I_2 , Q_2) dem steuerbaren mehrdimensionalen Filter (16) zugeführt werden,
35 das aus diesen orthogonalen Komponenten (I_1 , Q_1 ; I_2 , Q_2) die rekonstruierten Signale ($I_{11} + jQ_{11}$; $I_{12} + jQ_{12}$) in Form von rekonstruierten Signalkomponenten (I_{11} , Q_{11} ; I_{21} , Q_{21}) gewinnt.

3. Verfahren nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet,

5 dass die polarisierten Signalteile (PS1, PS2) in die komplexen Signale ($I_1 + jQ_1$; $I_2 + jQ_2$) bzw. die orthogonalen Komponenten (I_1 , Q_1 ; I_2 , Q_2) des Basisbandes umgesetzt werden.

4. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,

10 dass die Binärsignale (A, B; C, D) in optische Mehrphasensignale (QPS1; QPS2) umgesetzt werden.

5. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,

15 dass jeweils zwei Binärsignale (A, B; C, D) mittels vierstufiger differentieller Phasenmodulation in Mehrphasensignale (QPS1; QPS2) umgesetzt werden.

6. Verfahren nach Anspruch 4 der 5,

20 dadurch gekennzeichnet,

dass bei Vierphasenmodulation oder bei vierstufiger differentielle Phasenmodulation durch Demodulation der rekonstruierten Signale ($I_{12} + jQ_{12}$; $I_{22} + jQ_{22}$) oder derer Signalkomponenten (I_{11} , Q_{11} ; I_{12} , Q_{12}) demodulierte Signalkomponenten (I_{12} , Q_{12} ; I_{22} , Q_{22}) erzeugt werden und

5 dass die Signalkomponenten (I_{12} , Q_{12} ; I_{22} , Q_{22}) der demodulierten Signale ($I_{12} + jQ_{12}$; $I_{22} + jQ_{22}$) separat durch Schwellwertentscheidungen bewertet und in empfangsseitige Binärsignale (A_E , B_E , C_E , D_E) werden.

7. Verfahren nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,

~~dass bei vierstufiger differentieller Phasenmodulation eine~~
Demodulation durch Vektormultiplikation aufeinanderfolgender
5 rekonstruierter Signalwerte ($I_{11} + jQ_{11}$; $I_{21} + jQ_{21}$) bzw. derer
Signalkomponenten (I_{11} , Q_{11} ; I_{21} , Q_{21}) erfolgt,
dass die demodulierten Signalwerte ($I_{12} + jQ_{12}$; $I_{22} + jQ_{22}$) um
45° oder einem Vielfachen hiervon gedreht werden und
dass die zugehörigen Signalkomponenten (I_{12} , Q_{12} ; I_{22} , Q_{22})
10 durch Schwellwertentscheidungen in empfangsseitige Binär-
signale (A_E , B_E , C_E , D_E) umgesetzt werden.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,

15 dass ein Datensignal (DS) höherer Datenrate durch Seriell-
Parallel-Umsetzung in mehrere Binärsignale (A, B, C, D) umge-
setzt wird.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

20 dadurch gekennzeichnet,
dass die optischen Signale (QPS1, QPS2) phasensynchron über-
tragen werden.

10. Verfahren nach Anspruch 5,

25 dadurch gekennzeichnet,
dass die Filterkoeffizienten (C_{11}) des mehrdimensionalen
Filters (16) aus den Fehlern (e_{111} und e_{Q11} , ...) der demodu-
lierten Signale ($I_{11} + jQ_{11}$, ...) gewonnen werden.

30 11. Verfahren nach Anspruch 5,

dadurch gekennzeichnet,
dass die Filterkoeffizienten des mehrdimensionalen Filters
(16) aus den Fehlern (e_{112} und e_{Q12} , ...) der decodierten Sig-
nale ($I_{12} + jQ_{12}$, ...) gewonnen werden.

35

12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,

dass die Signalqualität gemessen wird und Signalverzerrungen der komplexen Signale und/oder der rekonstruierten Signale ($I_1 + jQ_1$; $I_2 + jQ_2$; $I_{11} + jQ_{11}$; $I_{21} + jQ_{21}$) kompensiert werden.

- 5 13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Signalverzerrungen durch Steuerung der Filterkoeffizienten (C_{11}) des Filters (16) kompensiert werden.

- 10 14. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die orthogonalen Komponenten (I_1, Q_1 ; I_2, Q_2) digitalisiert in einem steuerbaren digitalen Filter (D16) zur Gewinnung der rekonstruierten Signale ($I_{11} + jQ_{11}$; $I_{21} + jQ_{21}$) verarbeitet werden.
- 15

15. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die orthogonalen Komponenten (I_1, Q_1 ; I_2, Q_2) als optische Signale in einem steuerbaren optischen Filter (O16) zur Gewinnung von optischen rekonstruierten Signale ($I_{11} + jQ_{11}$; $I_{21} + jQ_{21}$) verarbeitet werden.
- 20

Zusammenfassung

~~Verfahren zur Übertragung von optischen~~
Polarisationsmultiplexsignalen

5

Sendeseitig werden Binärsignale (A, B, C, D) in zwei optische
Signale (QPS1, QPS2) umgesetzt, die zu einem Polarisations-
multiplexsignal (PMS) zusammengefasst und dann übertragen
werden. Empfangsseitig erfolgt eine Aufteilung in zwei pola-
10 risierte Signalteile (PS1, PS2), die linear in orthogonale
elektrische Komponenten ($I_1, Q_1; I_2, Q_2$) umgesetzt und einem
mehrdimensionalen Filter (16) zugeführt werden. Dieses
ersetzt einen Polarisationssteller und rekonstruiert die
Signalwerte ($I_{11} + jQ_{11}; I_{12} + jQ_{12}$), die den sendeseitigen
15 Signalen (QPS1, QPS2) entsprechen, neu. Zusätzlich dient es
zur Kompensation von Signalverzerrungen.

Figur 2

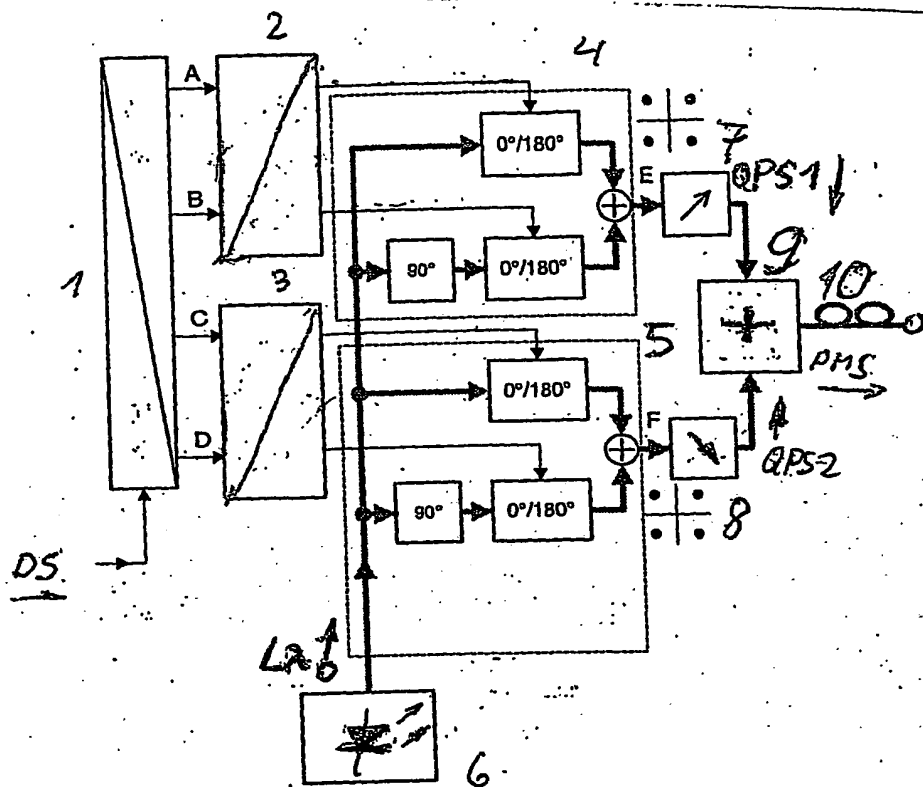


Fig 1

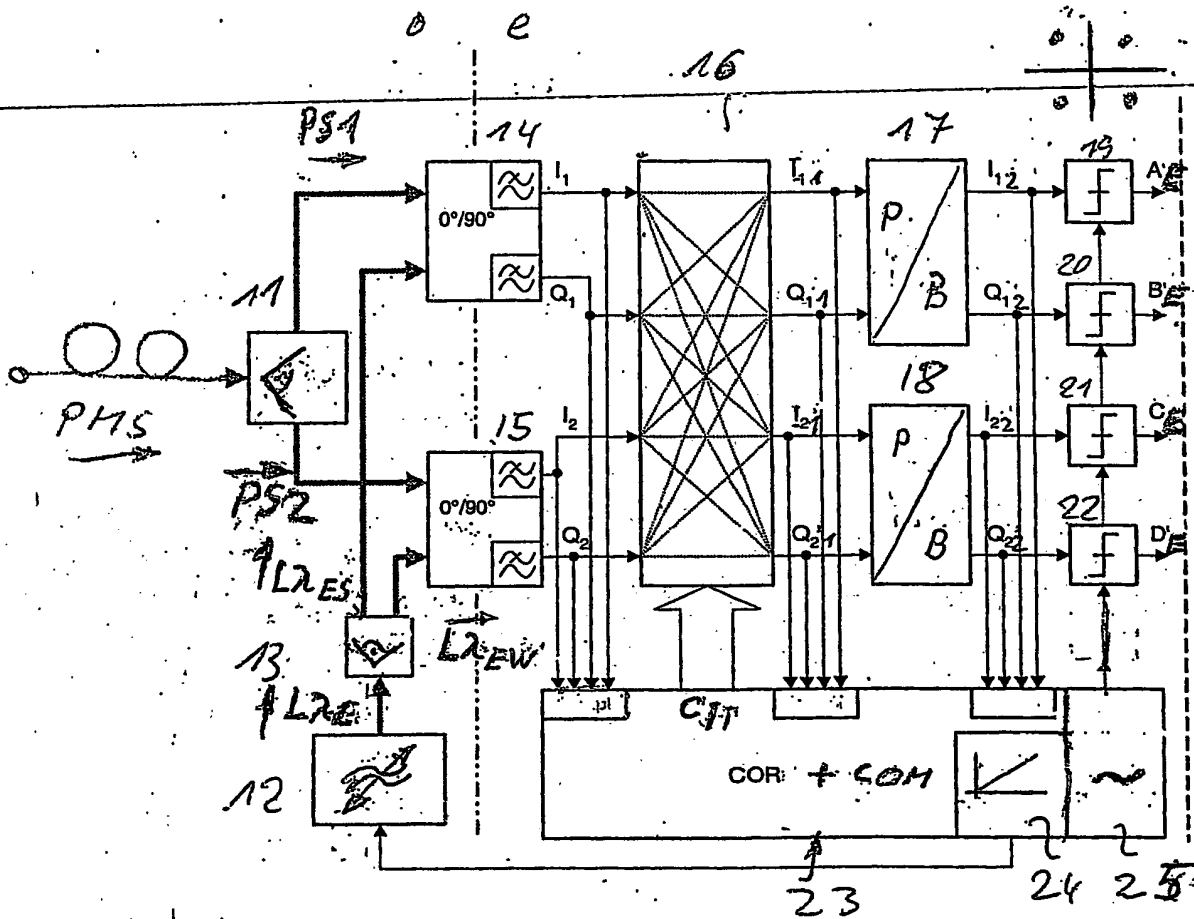


Fig 2

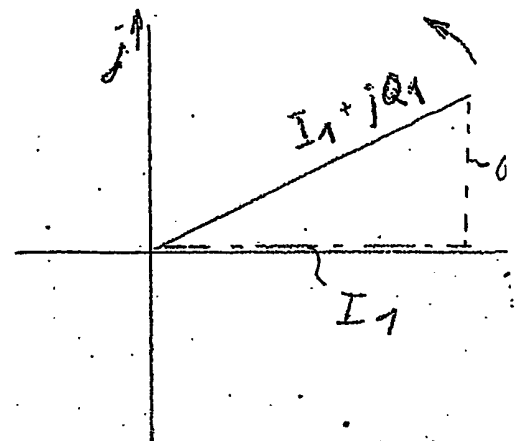
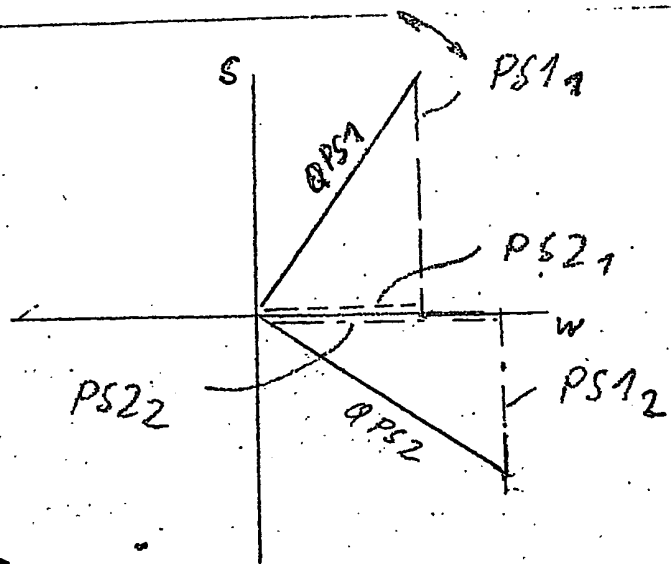


Fig 3

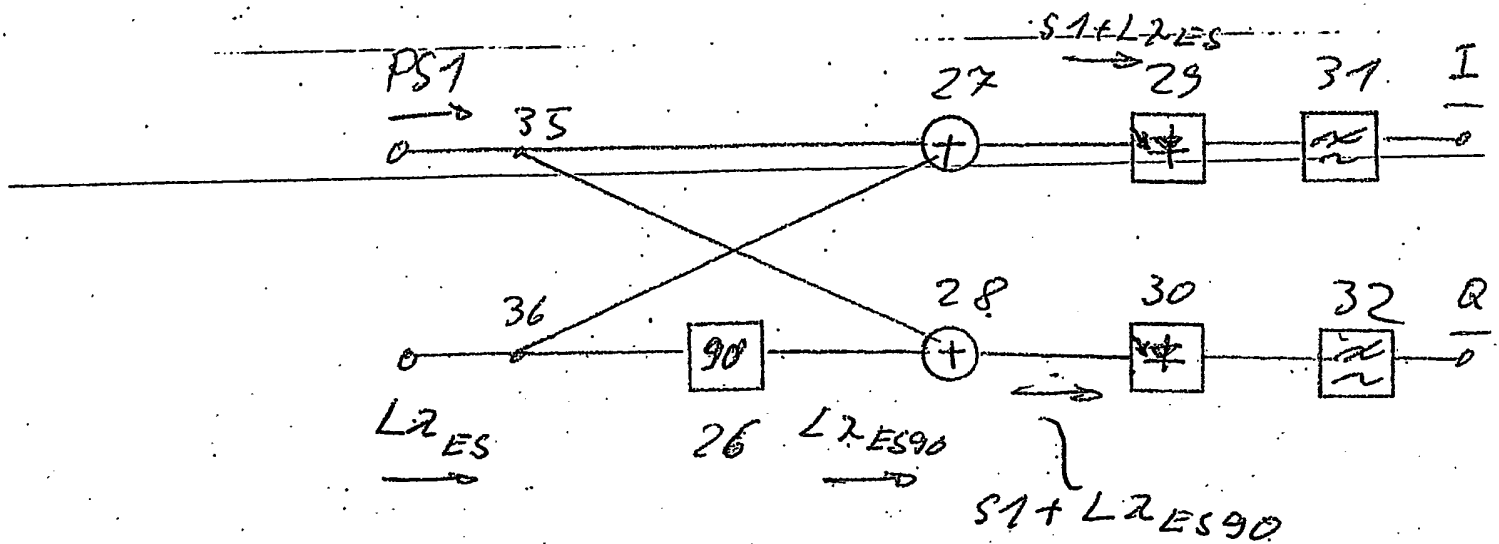


Fig. 4

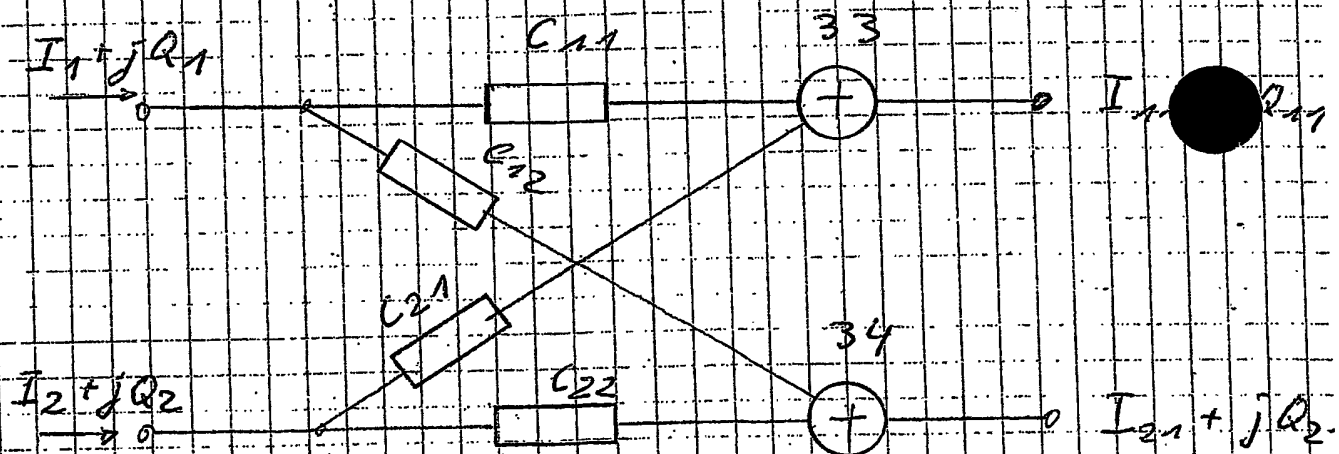


Fig. 5

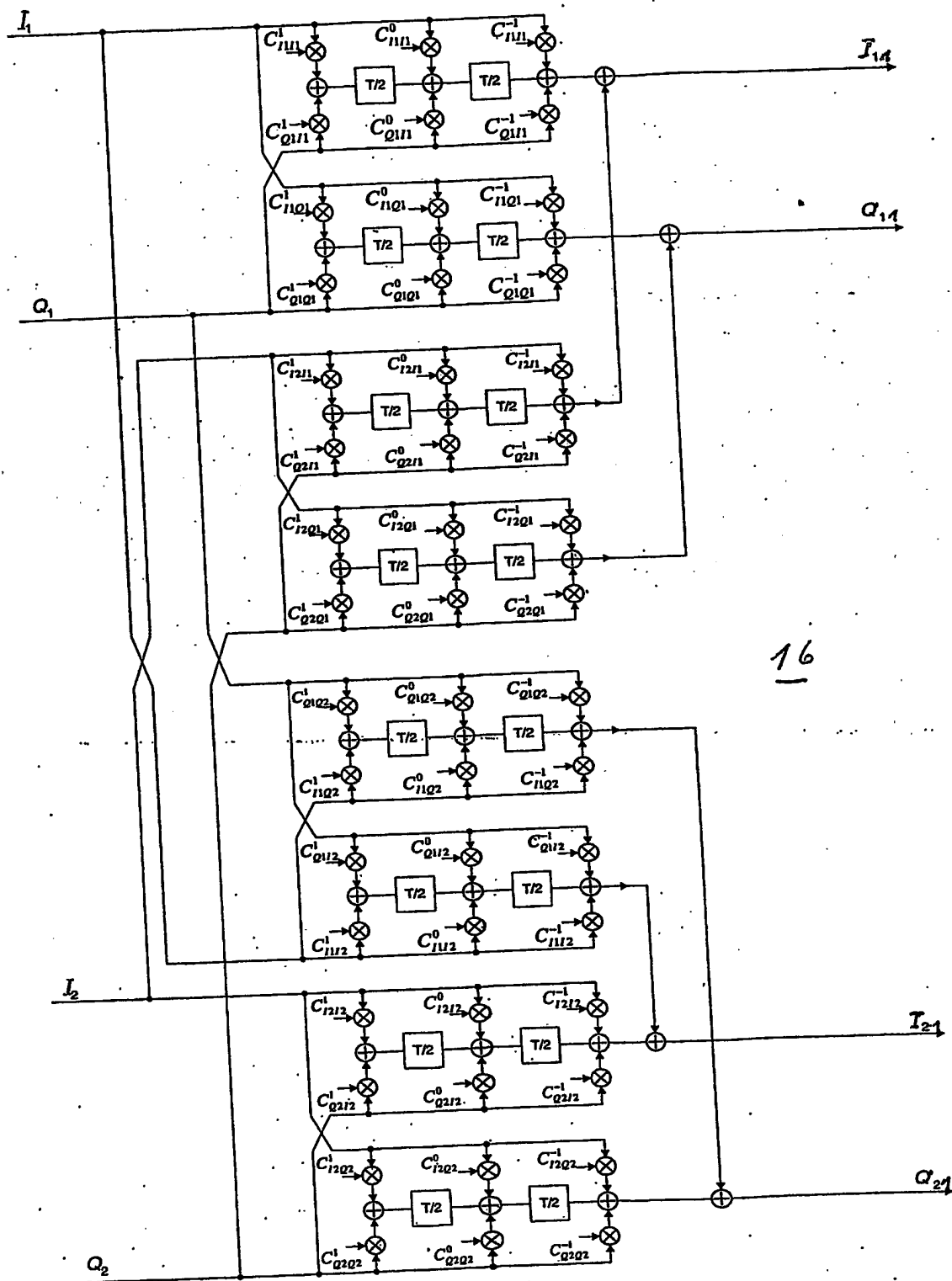


Fig. 6

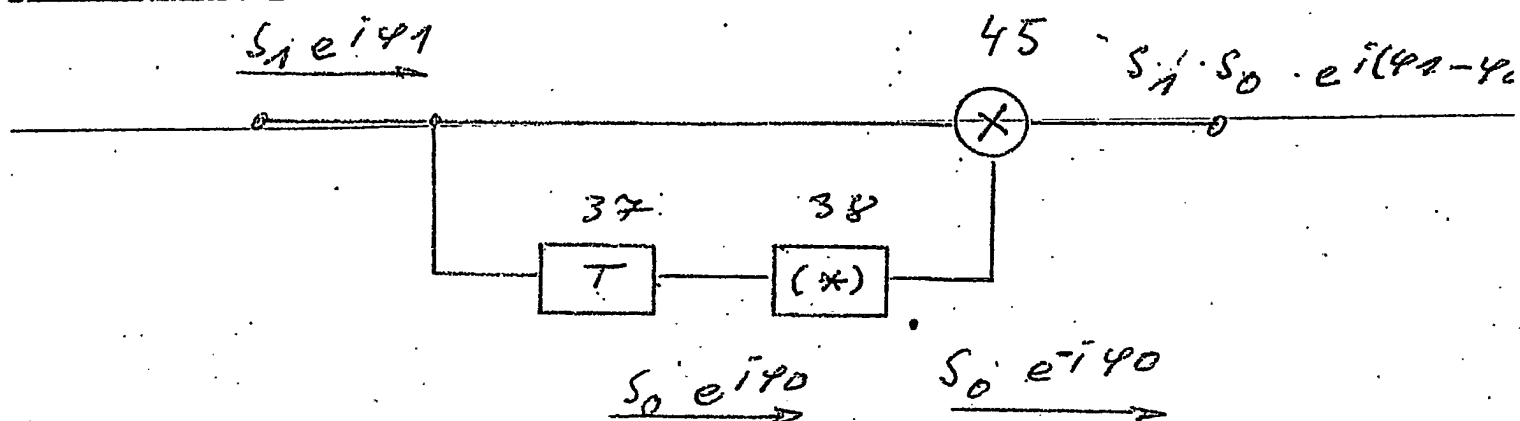


Fig 7

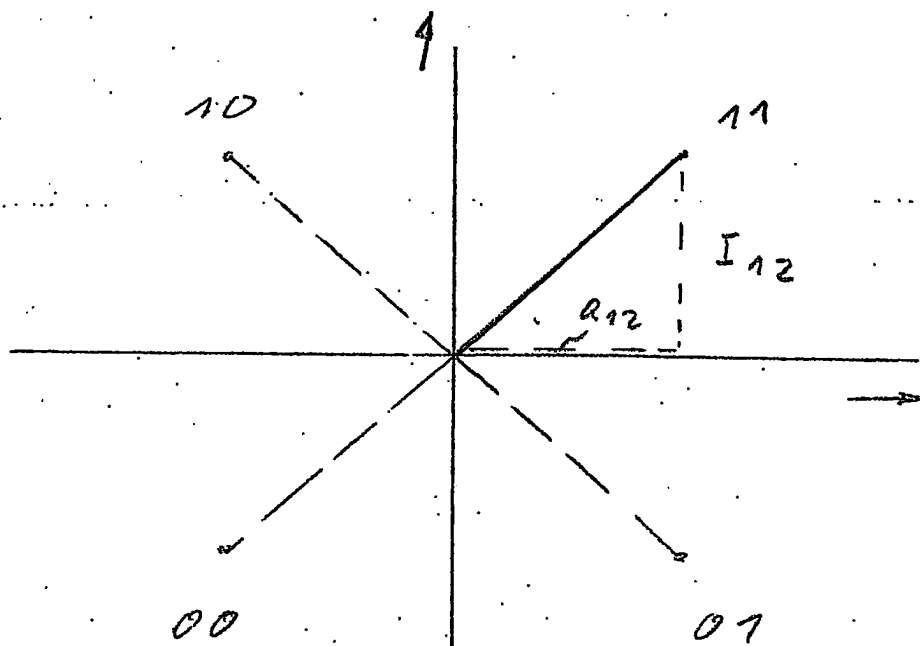


Fig 8

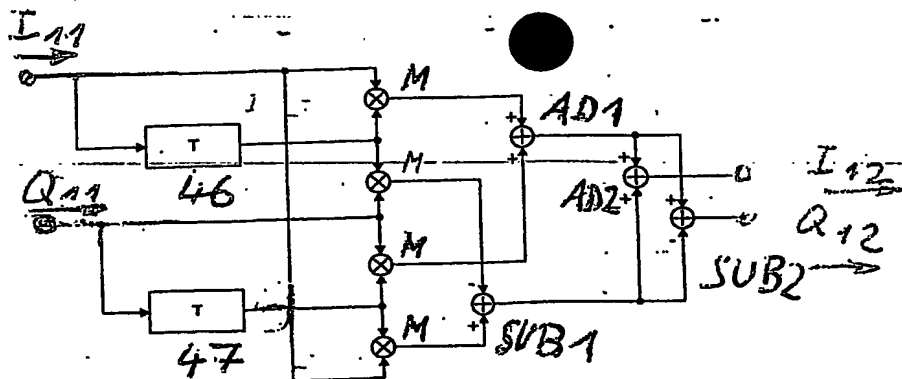


Fig 9

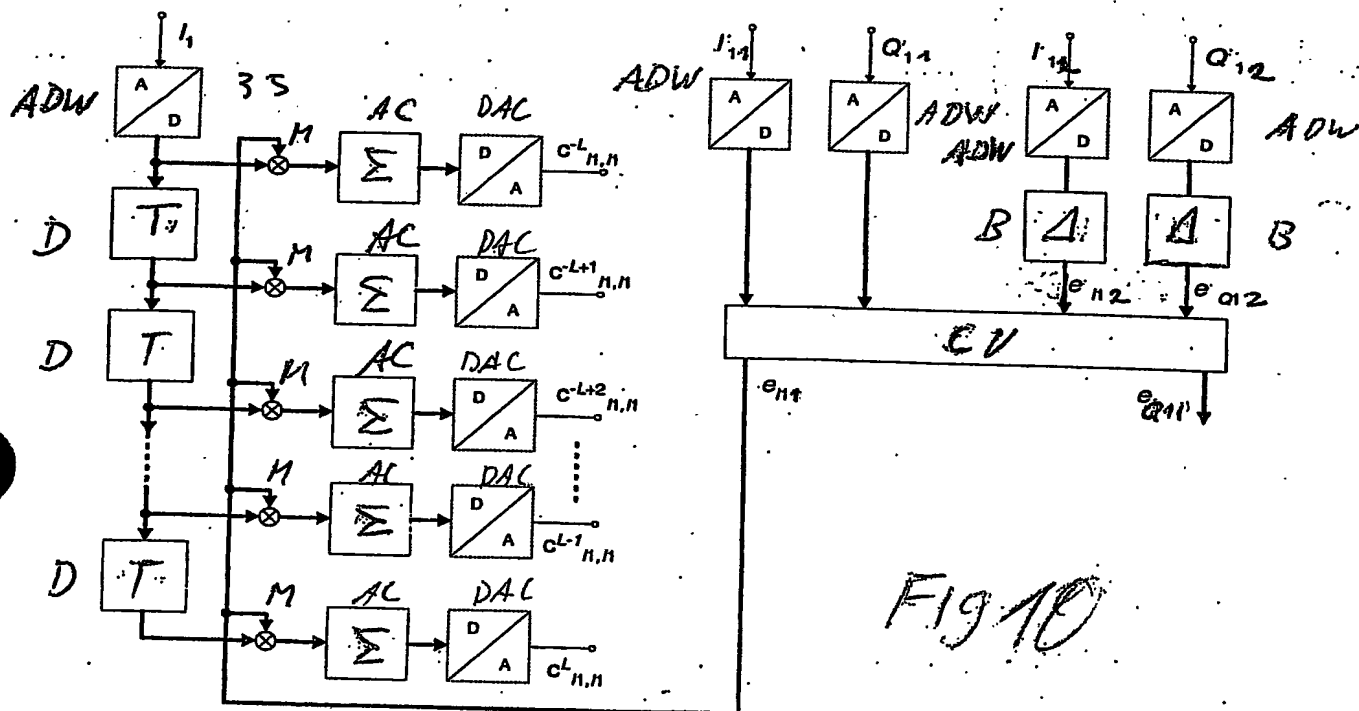


Fig 10

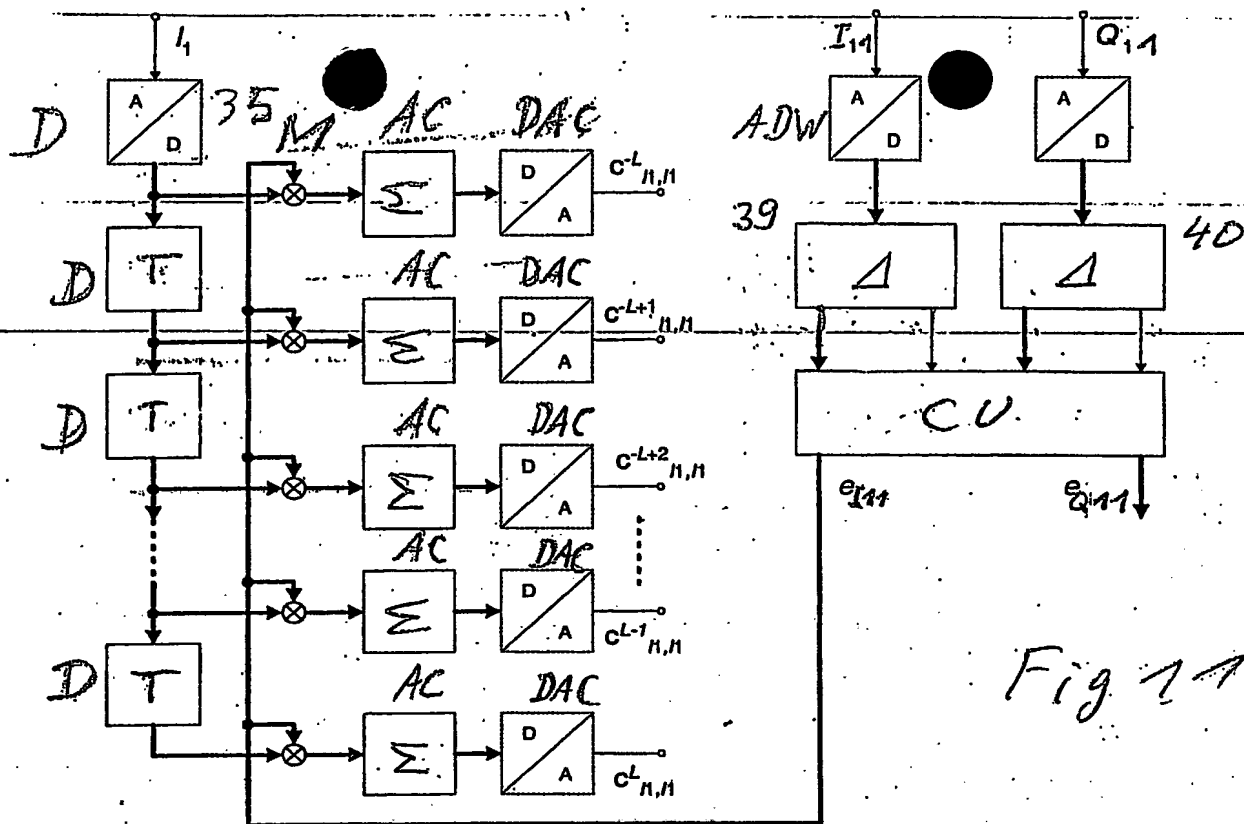


Fig 11

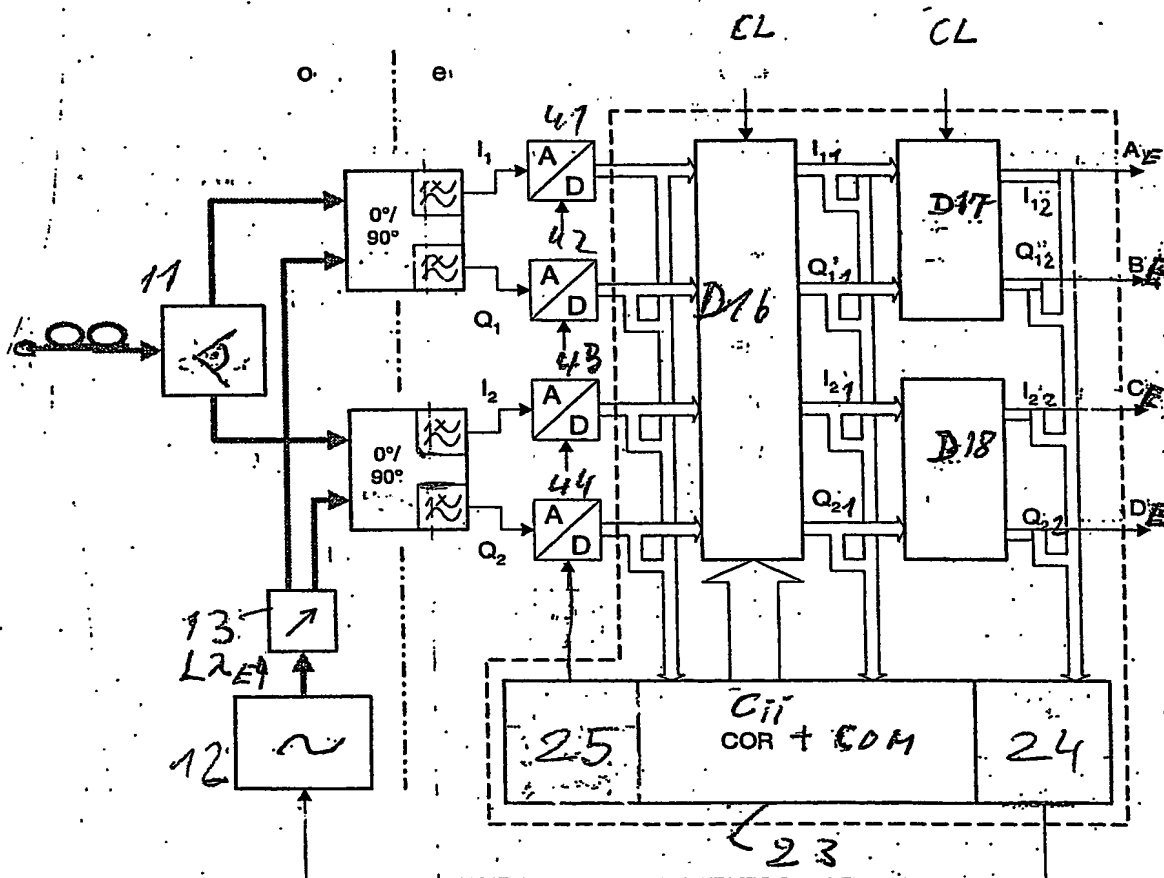


Fig 12

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.